

TRANSCEIVER ACTIVO DE BAJO COSTE A FRECUENCIA WLAN

Naima. Amar⁽¹⁾, Lorena. Cabria⁽¹⁾, José Ángel García⁽¹⁾, Antonio Tazón⁽¹⁾, Mohamed Boussouis⁽²⁾.

Nai_amar@dicom.unican.es, lorena@dicom.unican.es, joseangel.garcia@unican.es,

antonio.tazon@unican.es, boussouis@menara.ma

⁽¹⁾ Dpto. De Ingeniería de comunicaciones. Universidad de Cantabria. Avda. Los Castros S/N. 39005-Santander.

⁽²⁾ Faculté de Sciences. Univ. Abdelmalek Essaadi. Tetuán - Marruecos.

Abstract- In this paper, A new low-cost active antenna for WLAN sensor applications is presented. The proposed system operates as a transceiver whereby the received coded data signal from the broadside direction is retransmitted over a wide area in other directions. This is performed so that a null response at the main pointing angle is maintained. It is formed by a three elements series array connected to high performance FET-based down-and up-converters. The performance of the proposed architecture is verified using experimental results.

I. INTRODUCCIÓN

En estos últimos años se ha visto aumentar el interés por el desarrollo de radiadores activos que sean a la vez compactos, de bajo coste y reconfigurables [1-2], para su utilización en sistemas inalámbricos para aplicaciones RFID, comunicaciones interiores, de seguridad.... Como demuestran un gran número de autores [3-5], las antenas activas impresas aparecen como una técnica muy prometedora para este tipo de aplicaciones, ya que combinan las propiedades radiantes de dichas estructuras con las capacidades de procesado de señal y la reconfigurabilidad de los dispositivos activos.

Además, la búsqueda de soluciones que reduzcan la ocupación del espacio radioeléctrico, hace que el diseño de sistemas radiantes con algún tipo de capacidad de control electrónico sea uno de los desafíos de la comunidad científica en este campo. La reconfigurabilidad multifuncional se obtiene gracias a la capacidad de este tipo de antenas de conmutar entre diferentes formas de funcionamiento, lo que las hace ideales para la optimización del mencionado espacio radioeléctrico.

El uso de antenas activas permite implementar funciones de traslación en frecuencia como pueden ser la multiplicación o la mezcla de señales [6], las cuales representan soluciones ideales para implementar receptores baratos y de pequeño tamaño que pueden ser empleados, por ejemplo, en terminales móviles. Sin embargo, en este tipo de estructuras es necesario tener muy en cuenta el rendimiento, ya que la optimización del consumo de potencia de DC aumentará la vida útil de tales sistemas.

En este trabajo, se ha desarrollado un transmisor/receptor para aplicaciones de acceso a edificios de seguridad, comunicaciones interiores de WLAN, etc. La señal de datos recibidos con el sistema se retransmiten y la información se difunden en una amplia zona del espacio. Aprovechando el poder de combinación de una antena serie de tres parches, se configuran los patrones suma y diferencia para operar

correctamente [7] tanto en modo recepción como en transmisión. El control electrónico se logra gracias al uso de dos mezcladores, basados en dispositivos PHEMT, actuando uno en modo activo y el otro resistivo. Son estos mezcladores los que excitan al radiador en transmisión y recepción respectivamente.

II. SISTEMA TRANSMISOR/RECEPTOR

La figura 1 muestra el detalle del sistema transmisor/receptor en la banda de WLAN a frecuencia 5.9 GHz. La utilización de antenas impresas permite combinar las propiedades de radiación de dichas estructuras con la capacidad de tratamiento de la señal con dispositivos activos. La señal codificada, recibida en la dirección de apuntamiento, se transmite en cualquier dirección con un nulo en la de apuntamiento, de esta manera la información se difunde por una amplia zona, aprovechando las propiedades de combinación de este tipo de antenas.

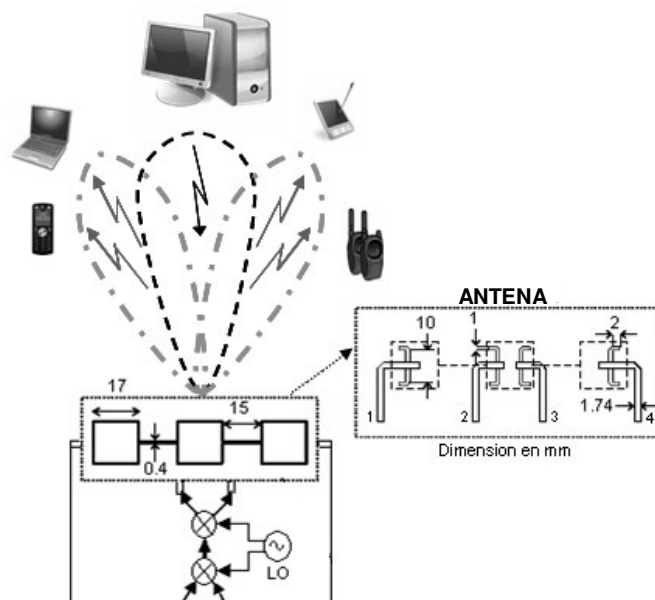


Fig. 1: Sistema transmisor/receptor

III. DISEÑO Y CARACTERIZACIÓN DEL RADIADOR

En la figura 2 se puede observar la representación geométrica lateral de los radiadores que forman el array serie de tres parches excitado por ranuras y alimentado por cuatro

líneas microstrip. La estructura se compone de dos substratos de Arlon 25N de constante dieléctrica 3.38 y altura de 0.76mm. Entre los dos substratos existe una separación de aire de 5mm. En el substrato superior están grabados tanto los parches como las líneas de unión entre ellos y tiene metalización sólo por una cara, mientras que el inferior tiene grabadas las ranuras en la cara enfrentada a los parches, plano de masa, y en la opuesta a ésta se sitúan las cuatro líneas microstrip de alimentación.

En las fotografías de la figura 3 se pueden apreciar los detalles de la estructura completa de la antenna. La vista superior nos muestra los parches y sus líneas de unión mientras que en la inferior se puede apreciar el detalle de las líneas microstrip de alimentación.

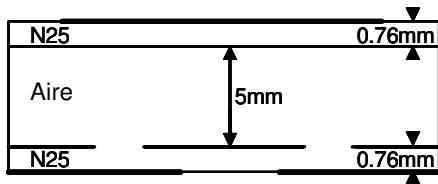
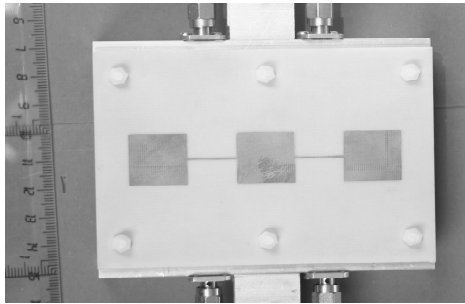
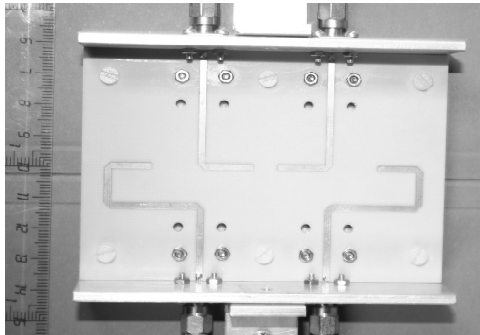


Fig.2: Vista lateral del radiador



(a) Vista superior



(b) Vista inferior

Fig.3: Detalle del sistema radiante

En la figura 4 se representan las medidas de la adaptación y aislamiento de la antenna en los puertos interiores (2 y 3 de la figura 1) y exteriores (puertos 1 y 4).

El array serie funciona como un combinador de potencia evitando las pérdidas propias de los circuitos híbridos de combinación. Cuando las señales de excitación están en oposición de fase, se obtiene un diagrama de radiación suma con un máximo en la dirección de apuntamiento, debido a que los puertos de excitación están también en oposición de fase. En el caso contrario cuando las dos señales de excitación están en fase, se alcanza un nulo en la dirección principal y el diagrama de radiación es la diferencia entre ambas (figura 5).

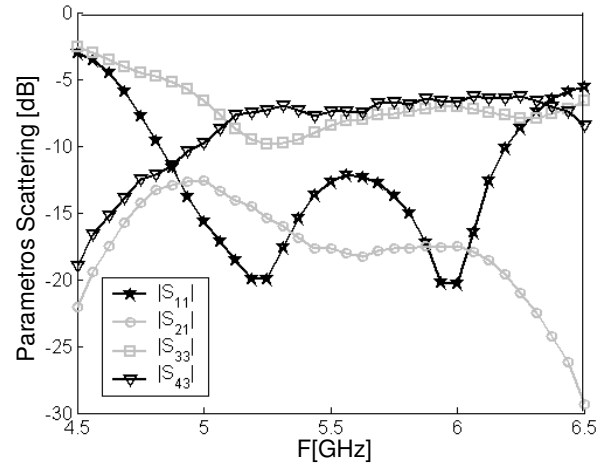


Fig. 4 Medidas de los parámetros scattering del radiador.

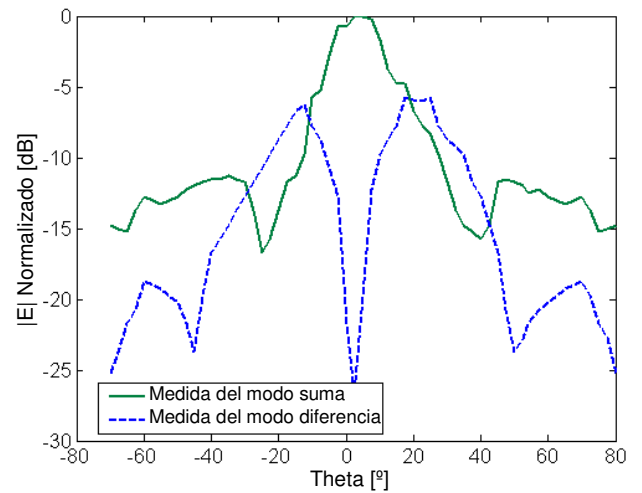


Fig. 5: Diagrama de radiación (suma y diferencia) del array serie

IV. CIRCUITOS CONVERSORES DE FRECUENCIA EN MODOS ACTIVO Y RESISTIVO

La figura 6 muestra los dos circuitos conversores de frecuencia activo y resistivo. El convertor ascendente utiliza dos circuitos mezcladores funcionando en modo activo y en el caso del convertor descendente también diseñado con dos mezcladores funcionan en modo resistivo. Cada uno de estos circuitos están diseñados con transistores PHEMT (NE3210S01). En el caso activo, los transistores están polarizados en pinch-off ($V_{gs} = -0.8$ Volts, $V_{ds} = 3$ Volts) ya que en este punto de polarización se obtiene máxima eficiencia en los dispositivos activos, con una ganancia de conversión aceptable [8]. En el caso resistivo se polarizan en ($V_{gs} = -0.7$ Volts, $V_{ds} = 0$ Volts) punto donde se minimizan las pérdidas de conversión [8].

La entrada de OL de cada convertor esta conectada a un divisor Wilkinson 3dB que conduce la señal a las dos ramas mezcladoras.

En cada una de las puertas de FI se ha utilizado un transformador híbrido discreto. En el caso del convertor ascendente, la señal de frecuencia intermedia se introduce de forma que permite obtener dos señales FI en fase para excitar el mezclador activo (figura 6a) mientras que en el convertor descendente la señal FI de información se introduce en la

puerta opuesta del transformador y las señales llegan a los transistores en oposición de fase (figura 6b).

Por lo tanto, en el circuito mezclador activo de la figura 6a (convertor ascendente), las señales de OL y FI excitan las puertas de los transistores en fase y las señales de RF llegan a los dos puertos del parche interior en fase (RF1 y RF2), obteniéndose el diagrama de radiación diferencia. Por el contrario, en el caso del mezclador resistivo de la figura 6b (convertor descendente), las señales que excitan los dos drenadores de los transistores están en oposición de fase, las señales de RF obtenidas atacan las dos puertas de los parches externos en oposición de fase, consiguiéndose de esta forma el diagrama de radiación suma.

El sistema convertor completo se ha simulado, mediante el método del balance armónico, en el simulador de circuitos MWOOffice utilizando para la caracterización del transistor el modelo no lineal EE HEMT de Agilent Technologies. En la figura 7 se muestra los resultados obtenidos para la ganancia y las pérdidas de conversión en amplitud y en fase, tanto en el modo diferencia (señales de FI 0°/0°) como en el modo suma (señales de FI 0°/180°) respectivamente. Podemos observar que en el modo diferencia obtenemos una ganancia teórica de conversión de 4 dB por cada mezclador para una polarización de ($V_{gs} = -0.8$ Volts, $V_{ds} = 3$ Volts). En este mismo punto se ha obtenido experimentalmente 2.57 dB y 10° de in-balance en fase. En el modo suma, en simulación se ha obtenido unas pérdidas de conversión de -2.5 dB y experimentalmente -3.1 dB en amplitud y 191° respecto al 180° teóricos. Se puede observar que las discrepancias respecto a las previsiones teóricas no son demasiado importantes.

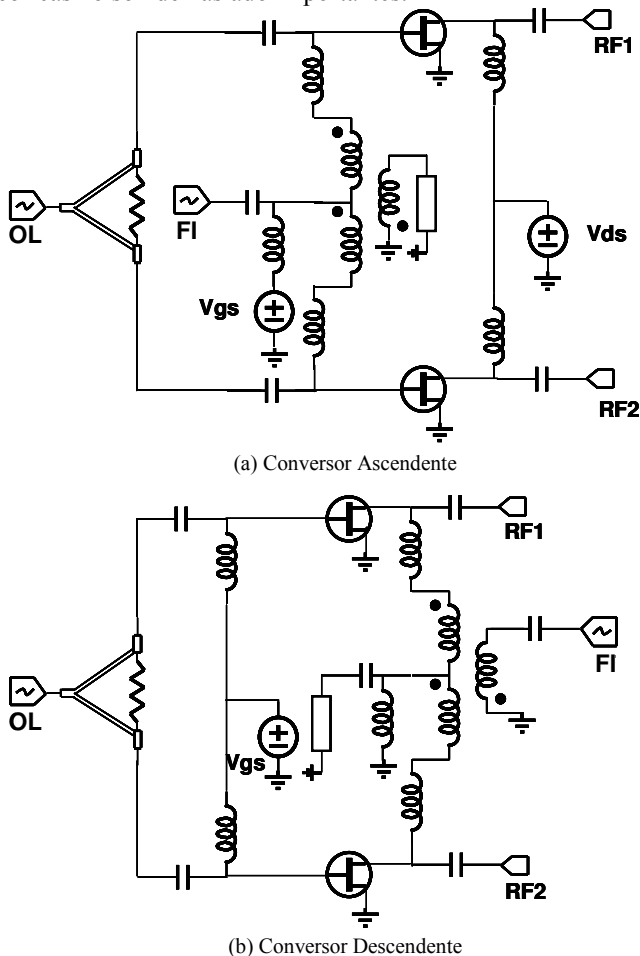


Fig. 6: El esquema de los circuitos mezcladores activo y resistivo

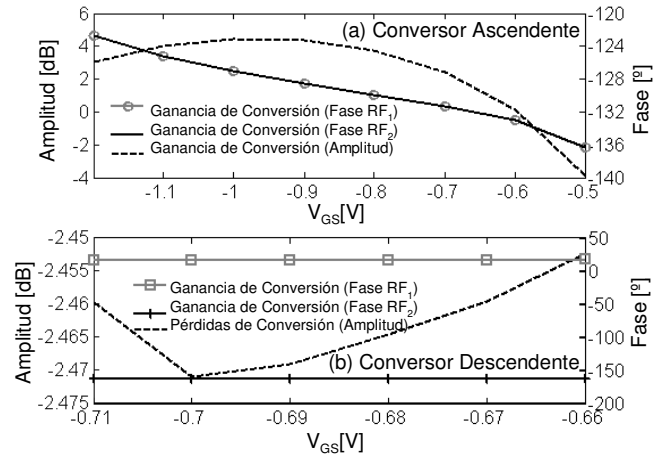


Fig. 7: Ganancia y pérdidas de conversión en amplitud y en fase

V. CARACTERIZACIÓN EXPERIMENTAL

Con el objetivo de caracterizar el comportamiento del transmisor/receptor desarrollado, se ha implementado una sistema de medida como se muestra en la figura 8. Se han utilizado dos antenas patrón logo-periódicas R&S HL050, que presentan una ganancia de 8.5 dBi. Dichas antenas están puestas en una distancia adecuada para garantizar las condiciones de campo lejano. Una de ellas esta conectada a un generador RF mientras que la otra esta conectada a un amplificador de bajo ruido (LNA) y un analizador de espectros que actua como receptor.

En la dirección de apuntamiento, la señal de datos de frecuencia 5.79GHz que llega al sistema transmisor/receptor, mediante el circuito convertor de frecuencia resistivo se convierte en una señal de FI de 230 MHz, usando un generador como oscilador local (LO1). Entre los dos convertidores se ha colocado un acoplador direccional que tiene el objetivo de medir la diagrama de radiación de las pérdidas de conversión isotrópicas en el modo recepción (patrón de radiación suma).

Utilizando el circuito convertor activo y la señal OL2 de un segundo generador junto con la señal de FI recibida, la información se retransmite en la frecuencia aproximada de 5.9GHz. Con objeto de distinguir las señales transmitida y recibida, se han utilizado dos frecuencias distintas de oscilador local. La señal retransmitida, una vez recibida en una de las antenas patrón y amplificada, se visualiza en un analizador de espectros. De esta forma se ha medido el diagrama de radiación de la ganancia de conversión en función del ángulo.

La figura 9 muestra la medida del diagrama de radiación en los dos modos. Como se puede observar, en el modo recepción, se obtiene un máximo en la dirección de apuntamiento y por lo tanto un mínimo de pérdidas de conversión. En la medida en modo transmisión se alcanza un valor mínimo de ganancia de conversión isotrópica en 0° y la información se retransmite en otras direcciones.

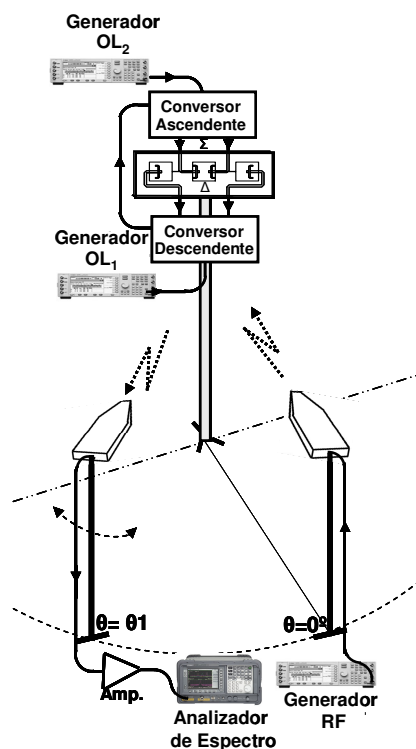


Fig. 8: Detalle del sistema radiante utilizada en la medida

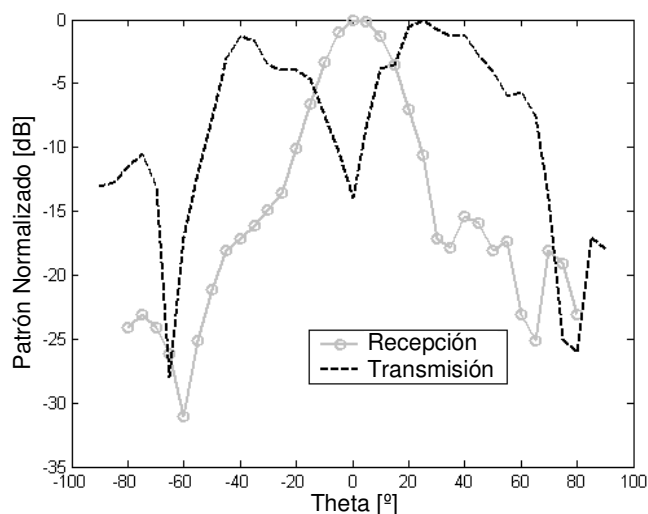


Fig. 9: Diagrama de radiación normalizada en los dos modos de transmisión y de recepción

VI. CONCLUSIONES

Se ha propuesto un sistema transmisor/receptor de bajo coste para aplicaciones de WLAN. Este sistema es capaz de recibir señales de RF con un máximo en la dirección de apuntamiento y enviar los datos recibidos en otras direcciones, cubriendo un área suficientemente grande gracias a un array serie de tres parches excitados por ranuras y al alto rendimiento de los mezcladores PHEMT simplemente balanceados. El sistema completo se ha caracterizado experimentalmente mostrando un buen comportamiento.

AGRADECIMIENTOS

Los autores quieren agradecer la financiación proporcionada por el Ministerio de Ciencia y Innovación (MICINN) a través de los proyectos TEC2008-06684-C03-01, y CONSOLIDER-INGENIO 2010 CSD2008-00068.

REFERENCIAS

- [1] R. Y. Miyamoto, K. M. Leong, S. Jeon, Y. Wang, Y. Qian, T. Itoh, "Digital Wireless Sensor Server Using an Adaptive Smart-Antenna/Retrodirective Array", IEEE Trans. Vehicular Technology, Vol. 52, N° 5, Sept. 2003.
- [2] K. M. Leong, T. Itoh, "Advanced and Intelligent RF Front End Technology", IEICE Trans. Electronics, Vol. E87-C, N° 9, pp.1495-1502, Sept. 2004.
- [3] J. Birkeland, T. Itoh, "Planar FET Oscillators Using Periodic Microstrip Patch Antennas", IEEE Trans. Microwave Theory Tech., Vol. 37, N° 8, pp. 1232-1236, Aug. 1989.
- [4] K. Chang, R. A. York, P. S. Hall and T. Itoh, "Active Integrated Antennas," IEEE Trans. Microwave Theory Tech., Vol. 50, N° 3, pp. 937-944, March 2002.
- [5] L. Cabria, J. A. García, A. Tazón and A. Mediavilla, "Nonlinear Distortion Reduction in Active Arrays taking Advantage of Their Spatial Power Combining Properties," Int. Journal RF Microwave Computer Aided Eng., Vol. 16, N° 1, pp. 24-33, Jan. 2006.
- [6] L. Cabria and J. A. García, "A PHEMT-based Phase Conjugator for Full-duplex Retrodirective Arrays," IEEE MICROWAVE AND WIRELESS COMPONENTS LETTERS, VOL. 18, NO. 5, MAY 2008
- [7] S. Kim and K. Chang, "Low-cost monopulse antenna using bi-directionally-fed microstrip patch array", Electronics Letters, Vol. 39, No. 20, Oct., 2003.
- [8] K. Stephan and T. Itoh, "A Planar Quasioptical Subharmonically Pumped Mixer Characterized by Isotropic Conversion Loss," IEEE Trans. Microwave Theory Tech., Vol. 32, N° 1, pp. 97-102, Jan. 1984.